

基于LFM分段脉冲压缩的抗间歇采样转发干扰方法

张建中^{*①②} 穆贺强^① 文树梁^① 李彦兵^① 高红卫^①

^①(北京无线电测量研究所 北京 100854)

^②(中国航天科工集团第二研究院 北京 100854)

摘要: 得益于数字储频技术的快速发展, 间歇采样转发干扰(ISRJ)得到广泛应用, 现有抗干扰方法尚无法有效对抗此种干扰。在深入研究ISRJ的基础上, 针对其时域采样不连续的特点, 该文提出一种基于LFM分段脉冲压缩的抗间歇采样干扰方法。该方法利用LFM分段信号之间的正交性, 结合掩护波形的思想, 通过窄带滤波器组对干扰和目标进行分选, 然后剔除干扰, 最后在脉内和脉间进行积累。理论分析和仿真结果表明, 分段脉冲压缩方法能有效对抗多干扰机情况下不同样式的间歇采样干扰组合。

关键词: 间歇采样; 分段脉冲压缩; 抗干扰方法; 窄带滤波器组

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)07-1712-09

DOI: 10.11999/JEIT180851

Anti-Intermittent Sampling Repeater Jamming Method Based on LFM Segmented Pulse Compression

ZHANG Jianzhong^{①②} MU Heqiang^① WEN Shuliang^①

LI Yanbing^① GAO Hongwei^①

^①(Beijing Institution of Radio Measurement, Beijing 100854, China)

^②(The Second Academy of China Aerospace Science and Industry Corporation, Beijing 100854, China)

Abstract: Benefiting from the rapid development of digital frequency storage technology, the Intermittent Sampling Repeater Jamming(ISRJ) is widely used. Existing radar anti-jamming means are hard to against this jamming effectively. Based on the analysis of the principles of the ISRJ, for the discontinuities of ISRJ in time domain, an anti-ISRJ method based on LFM segmented pulse compression is proposed. This method utilizes the orthogonality between LFM segmented signals, combines with cover waveform concept, distinguishes jamming and target through narrow band filter group, then suppresses jamming, finally accumulates signals in intra-pulse and inter-pulse. Theoretical analysis and experimental results show the anti-ISRJ method can effectively resist the intermittent sampling interference which combines with different styles of multiple jammers.

Key words: Intermittent sampling; Segmented pulse Compression; Anti-jamming method; Narrow band filter group

1 引言

雷达对抗愈演愈烈, 有源干扰机的运用使雷达工作的电磁环境严重恶化, 其数字储频转发^[1-3]的工作形式使干扰信号与雷达信号具有一定的匹配性, 同时保证了干扰信号对雷达频率的覆盖, 为使己方雷达充分发挥作用, 必须采取有效对抗手段。由于数字储频转发的相干干扰可以快速, 精准地复制探测波形, 常规的脉间波形捷变^[4,5], 掩护脉冲^[6], 频率捷变技术^[7], 多载频相位编码技术^[8]均不能有效对抗干扰。

在诸如弹载干扰机等应用场合, 受限于物理尺寸与天线隔离度等限制, 干扰机采用侦收与干扰交替进行的工作模式, 间歇采样转发干扰^[9,10]应运而生。对抗此类干扰对抗方法并不多见, 其中, 文献^[11]设计了一种脉内正交的线性调频相位编码波形, 将间歇采样转发干扰, 拆分成不同的子信号, 利用其相应匹配滤波器对干扰进行有效侦察识别、干扰对抗, 但其仅针对间歇采样转发干扰占空比小于0.5的情况进行了分析, 且没有考虑干扰和目标回波之间的不同步。文献^[12]提出基于时频分析的间歇采样干扰识别与抑制算法, 通过时频分析后能量的极小值点设计合适的带通滤波器, 对时频变化后的信号进行滤波, 从而消除干扰, 该方法提取的是

收稿日期: 2018-08-31; 改回日期: 2019-01-21; 网络出版: 2019-02-14

*通信作者: 张建中 zhang.jianzhong@163.com

干扰不连续转发段信号(干扰和目标时域不重叠部分), 对于高占空比的重复转发干扰抗干扰效果下降明显。得益于子脉冲正交、互相掩护^[13,14]的思想, 本文提出一种基于LFM分段脉冲压缩的抗间歇采样干扰方法, 采用分段的LFM信号作为匹配滤波器脉冲响应信号, 构造窄带滤波器组, 利用分段LFM信号之间的正交性, 有效抑制干扰。

本文首先分析不同样式间歇采样转发干扰的原理和特点; 其次, 分析雷达信号、干扰信号、目标回波之间的差异, 进而分析实施有效对抗的可能性; 然后, 针对干扰中断采样的特点, 提出LFM信号分段脉压的抗间歇采样干扰方法; 最后, 通过仿真实验, 验证方法的有效性。

2 间歇采样干扰样式分析

间歇采样转发干扰即侦查和干扰交替进行, 根据转发样式的不同衍生出不同类型干扰。现阶段间歇采样干扰样式^[15,16]研究成果表明, 转发样式、参数设置的差异会造成不同的干扰效果, 但均遵循能量守恒法则, 即干扰能量和假目标数成反比。取典型的直接转发、重复转发干扰样式为例, 分析其干扰原理, 模型框图如图1所示, “-”代表转发信号。

假设进入干扰设备的雷达信号为 $x(t)$, 直接转发采样信号为 $p(t)$, 则直接转发干扰可表示为

$$j_s(t) = x(t)p(t - \tau_c - \tau) = x(t) \left[\text{rect} \left(\frac{t - \tau/2}{\tau} \right) \sum_{n=0}^{N-1} \delta(t - \tau_c - \tau - nT_s) \right] \quad (1)$$

其中, $\text{rect} \left(\frac{t}{\tau} \right) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \tau \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$; N 为总脉冲个数, 且 $N = [T/T_s]$; T 为LFM脉冲持续时间, τ 为干扰机采样宽度; T_s 为脉冲重复周期; τ_c 为采样延迟, 一般在百 μs 数量级。

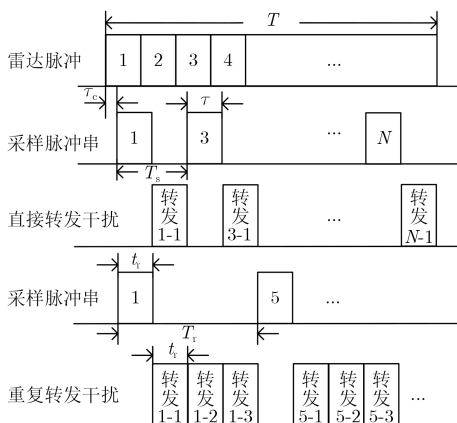


图1 间歇采样转发干扰模型框图

假设重复转发采样信号为 $p'(t)$, 则重复转发干扰可表示为

$$j_c(t) = x(t)p'(t - \tau_c - t_r) \sum_{m_z=1}^{M_z} \delta(t - m_z t_r) = \sum_{m_z=0}^{M_z-1} \sum_{n=0}^{N'-1} x(t) \left[\text{rect} \left(\frac{t - t_r/2}{t_r} \right) \cdot \delta(t - \tau_c - t_r - nT_r) \right] \delta(t - m_z t_r) \quad (2)$$

其中, t_r 为干扰机采样宽度; T_r 为脉冲重复周期; M_z 为转发次数, $M_z = [t_r/T_r] - 1$; N' 为总脉冲个数, $N' = [T/T_r]$ 。重复转发干扰增加了干扰时域占空比, 但牺牲了对雷达信号的采样实时性。

对间歇采样转发干扰原理进行分析发现, 间歇采样干扰信号在时域呈不连续采样特点, 只能部分采样雷达发射信号, 因此利用没有被干扰机采样信号段对应的雷达回波进行参数提取是一种可行的方案。在单个干扰机采样周期, 对于直接转发干扰, 图1中2信号段没被采样; 对于重复转发干扰, 图1中2, 3, 4信号段没被采样。因此, 基于正交波形和掩护脉冲^[12,13]的思想, 结合LFM信号时、频域特点, 将LFM信号分段, 利用LFM子段之间的正交性互相掩护, 构成窄带滤波器组, 将没被采样的信号段分选出来, 从而达到抗干扰目的。

3 分段脉冲压缩抗干扰算法

分段脉冲压缩算法对抗间歇采样干扰主要在于掩护脉冲和正交波形的设计, 但复杂的发射波形将给发射机带来严峻的挑战。本文将掩护和正交的思想用于回波处理, 在不给雷达造成额外扩展的同时, 有效对抗干扰。

3.1 分段脉冲压缩原理

设雷达发射信号为: $s(t) = \text{rect}((t - T/2)/T) \cdot e^{j\pi K(t - T/2)^2}$, 将 $s(t)$ 分为 M 段, 如图2所示, 子段是对原LFM的时延截取, 子段之间频谱连续但不重叠, 子段时宽为 $\Delta t = T/M$, 子段带宽为 $\Delta f = B/M$, 分段信号在时域的表达式为

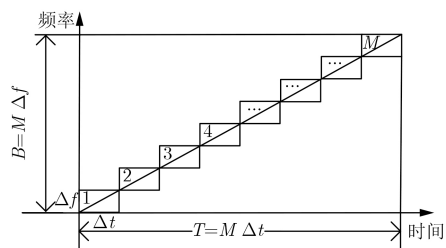


图2 LFM信号分段表示

$$s_{\text{sub}}(t) = \sum_{m=1}^M \text{rect} \left[\frac{t - (2m-1)T/(2M)}{T/M} \right] e^{j\pi K(t-T/2)^2} \quad (3)$$

分别用 $s_{\text{sub}}^*(T-t)$ 与 $s^*(T-t)$ 作匹配滤波的脉冲响应对回波信号 $s_r(t)$ 脉冲压缩, 脉冲压缩结果 $s_{\text{pc}}(t)$ 可表示为

$$s_{\text{pc}}(t) = s_r(t) \otimes s^*(T-t) = s_r(t) \otimes s_{\text{sub}}^*(T-t) \quad (4)$$

不失一般性, 令回波信号延迟 $2R/c=0$, 即

$$s_{\text{pc}}(t) = \sum_{m=1}^M \left\{ e^{-j\pi K t(t-T)} \left\{ \text{rect} \left[\frac{t - (2m-1)T/(2M)}{T/M} \right] \int_0^{t-(m-1)T/M} e^{j2\pi K \tau(t-T)} d\tau \right. \right. \\ \left. \left. + \text{rect} \left[\frac{t - (M+2m-1)T/(2M)}{(M-1)T/M} \right] \int_{t-mT/M}^{t-(m-1)T/M} e^{j2\pi K \tau(t-T)} d\tau \right. \right. \\ \left. \left. + \text{rect} \left[\frac{t - (2M+2m-1)T/(2M)}{T/M} \right] \int_{t-mT/M}^T e^{j2\pi K \tau(t-T)} d\tau \right\} \right\} \quad (6)$$

将式(6)求和结果中的第2项分成 $M-1$ 段, 每段宽度为 T/M , 则式(6)中取值范围和积分限表示为

$$s_{\text{pc}}(t) = \left[\begin{array}{l} \text{rect}_{11} \int_0^t \text{xxd}\tau + (\text{rect}_{12} + \text{rect}_{13} + \dots + \text{rect}_{1M}) \int_{t-T/M}^t \text{xxd}\tau + \text{rect}_{1(M+1)} \int_{t-T/M}^T \text{xxd}\tau \\ \text{rect}_{21} \int_0^{t-T/M} \text{xxd}\tau + (\text{rect}_{22} + \dots + \text{rect}_{2(M-1)} + \text{rect}_{2M}) \int_{t-2T/M}^{t-T/M} \text{xxd}\tau \\ \quad + \text{rect}_{2(M+1)} \int_{t-2T/M}^T \text{xxd}\tau \\ \text{rect}_{31} \int_0^{t-2T/M} \text{xxd}\tau + (\text{rect}_{32} + \dots + \text{rect}_{3(M-2)} + \text{rect}_{3(M-1)} + \text{rect}_{3M}) \int_{t-3T/M}^{t-2T/M} \text{xxd}\tau \\ \quad + \text{rect}_{3(M+1)} \int_{t-3T/M}^T \text{xxd}\tau \\ \dots \quad \dots \quad \dots \\ \text{rect}_{M1} \int_0^{t-(M-1)T/M} \text{xxd}\tau + (\text{rect}_{M2} + \text{rect}_{M3} \dots + \text{rect}_{MM}) \int_{t-T}^{t-(M-1)T/M} \text{xxd}\tau \\ \quad + \text{rect}_{M(M+1)} \int_{t-T}^T \text{xxd}\tau \end{array} \right]_{M \times (M+1)} \quad (7)$$

其中, $\text{rect}_{11} = \text{rect}(t - T/2M / (T/M))$, $\text{rect}_{1M} = \text{rect}_{2(M-1)} = \text{rect}_{3(M-2)} = \dots = \text{rect}_{M1} = \text{rect}[t - (2M-1)T/2M / (T/M)]$, “xx”代表积分函数。式(7)依次合并相同取值范围的积分, 同一积分的不同取值范围, 得最终分段脉冲压缩结果为

$$s_{\text{pc}}(t) = \text{rect} \left(\frac{t-T}{2T} \right) (T - |t-T|) \cdot \text{sinc}[K(t-T)(T - |t-T|)] \quad (8)$$

从式(5)~式(8)可以看出, 分段脉冲压缩结果相当于将原单个“宽带”匹配滤波器分成 M 个“窄带”滤波器组, 子段的时延截取保证了窄带滤波器组脉冲压缩结果输出在时域累加后为 sinc 函数, 与单个宽带匹配滤波器脉冲压缩输出结果一致。

$s_r(t) = s(t - 2R/c) = s(t)$ 。将式(3)代入式(4), 得

$$s_{\text{pc}}(t) = s_r(t) \otimes s_{\text{sub}}^*(T-t) = s(t) \otimes \left\{ \sum_{m=1}^M \text{rect} \left[\frac{T-t - (2m-1)T/(2M)}{T/M} \right] e^{-j\pi K(t-T/2)^2} \right\} \quad (5)$$

根据卷积分配律, 将式(5)展开, 可得

3.2 分段脉压抗干扰分析

根据间歇采样原理, 干扰机交替侦收、转发大时宽 LFM 信号, 干扰机对 LFM 信号只能部分采样。分段表示 LFM 信号, 其子段之间可视为互相掩护。比如: 在干扰机采样和信号分段同步的情况下, 采样子段 1 时, 子段 2 没有被采样, 可以理解为子段 1 为子段 2 作了掩护。分段数 M 的选取将影响掩护效果, 一般情况下无法得到干扰机参数, M 可根据每个脉冲周期的抗干扰效果调整。 M 越大, 抗干扰效果越好, 但 M 增大同时会增加计算复杂度, 应折中考虑。以 $M=8$ 与 $M=4$ 为例, 分析不同 M 值对 LFM 分段掩护效果的影响, 如图 3 所示。红色部分表示 $M=8$ 比 $M=4$ 可多提取的完整无干扰信号段,

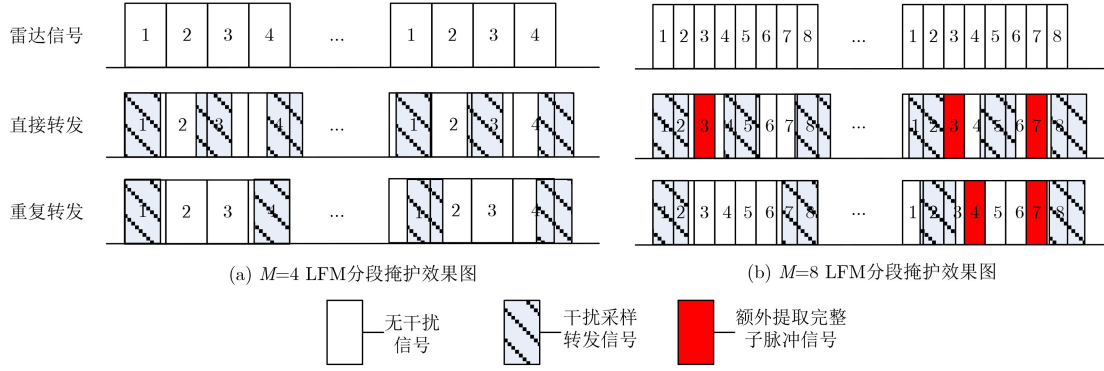


图3 不同M值LFM分段掩护效果图

$M=8$ 掩护效果明显优于 $M=4$ 。在多种干扰机组合干扰时，大 M 值能达到更加理想的抗干扰效果。

利用分段脉冲压缩，将宽带匹配滤波器分成窄带滤波器组，回波信号经窄带滤波器组后，由于干扰能量远大于目标能量，分段脉冲压缩后干扰采样部分回波与无干扰采样部分回波在能量上得以区分。通过设置合适的干扰抑制门限，可将滤波器组输出信号进行分选，进而剔除干扰信号。在不同雷达脉冲重复周期(Pulse Repetition Interval, PRI)，干扰机采样和雷达发射信号之间不同步，未被干扰机采样的目标回波子段将出现在回波中的不同位置。下面进行详细分析。

以两个干扰机分别采用直接转发与重复转发间歇采样干扰为例，分析LFM分段脉冲压缩抗干扰性能。回波信号 $s_r(t)$ 可表示为 $s_r(t)=s_t(t)+j_s(t)+j_c(t)+n(t)$ ，其中， $s_t(t)$ 为目标回波， $j_s(t)$ 为直接转发干扰， $j_c(t)$ 为重复转发干扰， $n(t)$ 为噪声。 $s_r(t)$ 通过常规匹配滤波器的响应为： $s_{out}(t)=s_r(t)*s^*(T-t)$ ，真实目标信号通常淹没于干扰中。

$s_r(t)$ 通过分段脉冲压缩匹配滤波器组的响应为： $s_{out}(t)=s_r(t)*s_{sub}^*(T-t)$ ，将 $s_r(t)$ 和 $s_{sub}(t)$ 代入

$$s_{out}(t)=\sum_{m=1}^M[s_t(t)+j_s(t)+j_c(t)+n(t)] \otimes \text{rect}\left[\frac{T-t-(2m-1)T/2M}{T/M}\right] e^{-j\pi K(t-T/2)^2} \quad (9)$$

由于 $j_s(t)$ 和 $j_c(t)$ 是发射信号 $s(t)$ 的间歇采样转发，因此 $s_t(t)$ 有部分信号被掩护。假设 a 段信号被全部采样， b 段信号被部分采样， c 段信号没有被采

$$s_{pc_b_re}(t)=\frac{\sin[\pi K(t-T)(t)]}{2\pi K(t-T)} - \frac{\sin[\pi K(t-T)(t-2T/M)]}{2\pi K(t-T)} + \frac{\sin[\pi K(t-T)(t-2mT/M+2T/M)]}{2\pi K(t-T)} - \frac{\sin[\pi K(t-T)(t-2mT/M)]}{2\pi K(t-T)} + \dots + \frac{\sin[\pi K(t-T)(t-2T+2T/M)]}{2\pi K(t-T)} + \frac{\sin[\pi K(t-T)t]}{2\pi K(t-T)} = \frac{\sin[\pi K(t-T)t]}{\pi K(t-T)} \quad (12)$$

样，由于干扰能量远大于目标能量，则各段信号方差存在如下关系 $\text{var}(s_{out_a}(t)) > \text{var}(s_{out_b}(t)) > \text{var}(s_{out_c}(t))$ ， $\text{var}(s_{out_a}(t)) \gg \text{var}(s_{out_c}(t))$ 。

根据雷达回波信号经子段脉冲压缩后各段的能量分布特点，取各子段脉冲压缩后方差的均值为基础干扰抑制门限，即， $\Lambda_0=\text{mean}[\text{var}(s_{out_m}(t))]$ ， $m=1,2,\dots,M$ ，由此干扰抑制变成2元检验问题

$$\left. \begin{aligned} H_0: & \text{若} \text{var}(s_{out_m}(t)) \leq \rho \times \Lambda_0, \text{ 则判为目标回波} \\ H_1: & \text{若} \text{var}(s_{out_m}(t)) > \rho \times \Lambda_0, \text{ 则判为干扰回波} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

其中， $\text{var}(s_{out_m}(t))$ 为回波信号经子段脉冲压缩后的方差， ρ 为门限比例因子， ρ 的选取与实际场景中目标、干扰、噪声的幅度分布有关，并且与分段数 M 也相关，实际场景中可以根据经验设置，或采用最大输出信干噪比(SINR)准则，固定 M ，在一定的 ρ 取值范围内，通过遍历，选取最优 ρ 。

干扰剔除后，再对干扰剔除后的子段信号进行脉内和脉间积累，达到抑制干扰、检测目标的目的。受干扰子段位置分布具有随机性，以式(7)中 $\text{rect}_{1M} \text{rect}_{2(M-1)} \text{rect}_{3(M-2)} \dots \text{rect}_{M1}$ 信号段的积累过程，说明分段脉压干扰抑制后脉内积累的性能，设该信号段的输出结果为 $s_{pc_b}(t)$

$$s_{pc_b}(t)=e^{-j\pi Kt(t-T)} \text{rect}\left[\frac{t-(2M-1)T/2M}{T/M}\right] \cdot \left\{ \left[\sum_{m=1}^{M-1} \int_{t-mT/M}^{t-(m-1)T/M} e^{j2\pi K\tau(t-T)} d\tau \right] + \left[\int_0^{t-(M-1)T/M} e^{j2\pi K\tau(t-T)} d\tau \right] \right\} \quad (11)$$

对每一项展开，可得 $s_{pc_b}(t)$ 的实部为

从式(12)可以看出,分段脉冲压缩后,相邻段之间存在交叉项,相加时互相抵消。在 $t=T$ 处,对式(12),利用 x/x 型洛必达法则($\lim_{t \rightarrow T} f(t)/g(t) = \lim_{t \rightarrow T} f'(t)/g'(t)$),求得 $s_{pc_b_re}(t=T)$ 每一项结果为 T/M

$$s_{pc_b_re}(t=T) = \left\{ \sum_{m=1}^{M-1} \frac{T}{M} \right\} + \frac{T}{M} \quad (13)$$

同理,求得虚部 $s_{pc_b_ig}(t=T)$ 每一项为0。

分段脉冲压缩后,每一子段脉冲压缩结果在 $t=T$ (目标位置)处都为 T/M ,因此任意子段脉冲压缩结果在 $t=T$ 处相参。干扰抑制可等效为对分段脉冲压缩结果离散采样过程,干扰剔除后, $t=T$ 处,剩余子段信号相参,存在相参积累增益; $t \neq T$ 处,由于部分子段信号被剔除,相邻段之间实部和虚部的交叉项不能完全抵消,相参积累后存在栅瓣。

以上分析表明,分段脉冲压缩的重点在于:

- (1)子段脉冲压缩后选择合适的门限抑制干扰;
- (2)选择合适的子段数 M ,尽可能多的掩护子段信号,使输出SINR最大;
- (3)干扰抑制后剩余子段相参积累存在的栅瓣对目标检测的影响。

3.3 分段脉冲压缩抗干扰算法流程

经3.2节分析,分段脉冲压缩抗干扰信号流程如图4所示。具体实现过程如下:

(1)雷达接收信号通过混频器转化成基带信号;

(2)原发射LFM信号时延截取形成子段信号,可将子段信号通过低通(Low-Pass Filter, LPF)或带通滤波器(Band-Pass Filter, BPF),以提高抗干扰效果,但会带来部分带外能量的损失;

(3)将基带信号通过滤波器组,其中子段脉冲压缩系统可采用并行处理结构,提高脉冲压缩处理速度;

(4)根据脉冲压缩后的能量,自适应选取干扰抑制门限,并剔除超过门限的干扰段;

(5)对干扰抑制后的子段信号进行脉内积累,子段脉内积累后的作参数检测,根据检测效果调整 M 大小,以达到最佳的干扰抑制效果;

(6)在多干扰复杂的电磁环境下,还需在脉间作相参积累,不仅可以进一步提高积累增益,而且可以抑制栅瓣影响,从而达到更好的抗干扰效果,脉间相参积累可用2维检测^[17]模块实现。

4 仿真分析

为了对分段脉冲压缩的抗干扰性能进行验证,设计5组实验:(1)分析分段脉冲压缩干扰抑制后,栅瓣对信号检测的影响;(2)分析不同 M 值条件下,分段脉冲压缩抗直接转发干扰、重复转发干扰性能,并对比文献[11]所述方法的抗干扰效果;(3)分析固定 M 值条件下,分段脉冲压缩抗直接转发+直接转发与直接转发+重复转发干扰性能;(4)分析不同 M 值条件下,脉内脉间相参积累后抗干扰性能;(5)对比无干扰和存在干扰时,不同 M 值输出SINR, SINR的计算方法用峰值功率点比峰值功率点保护点外方差定义。具体表达式为

$$\text{SINR} = \frac{(a_{\text{dex}})^2}{\text{var}(a_{\text{st}} : a_{\text{dex-num}}, a_{\text{dex+num}} : a_{\text{fn}})} \quad (14)$$

其中, a_{dex} 为峰值点幅度,dex为峰值点对应序号,num为保护单元,st为起始序号,fn为终止序号。

4.1 仿真分析1

线性调频带宽 $B=40$ MHz,脉宽 $T=40$ μs ,采样频率 $f_s=100$ MHz,脉压后信噪比(SNR)为20 dB。分别分析 $M=10$ 和 $M=20$ 情况下,分段脉冲压缩干扰抑制后,栅瓣对剩余子段相参积累及对信号检测的影响,结果如图5所示,用无干扰脉冲压缩输出最大值进行归一化。

可以看出,直接转发、重复转发干扰抑制后,剩余子段均可在目标处得到积累。均匀采样的栅瓣分布均匀,幅度最大,对信号检测影响最大;非均

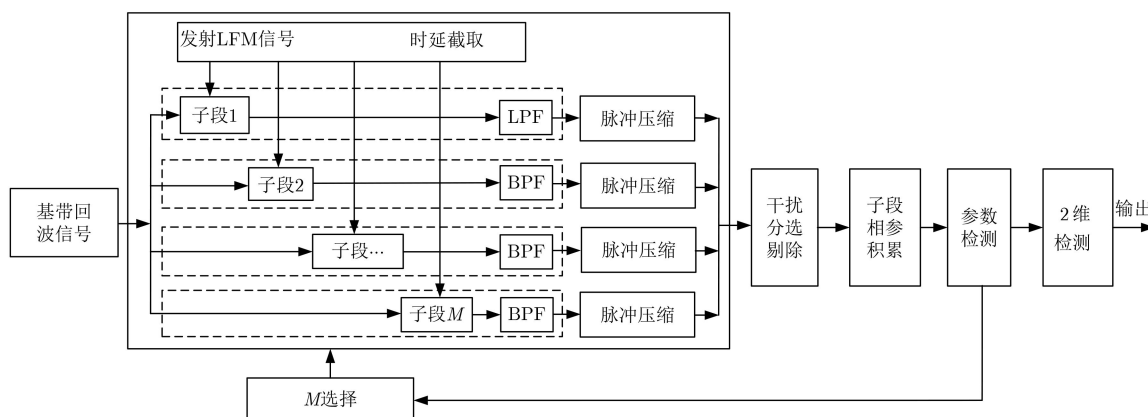


图4 分段脉冲压缩抗干扰信号流程图

匀采样的栅瓣分布变化，幅度变小；重复转发剩余子段信号较多，信号幅度最大，栅瓣影响最小。脉间相参积累后，由于不同PRT之间栅瓣分布不一致，对抗干扰性能大大减小。

4.2 仿真分析2

间歇采样直接转发干扰采样宽度 $\tau=4\ \mu\text{s}$, $T_s=8\ \mu\text{s}$, 间歇采样重复转发干扰采样宽度 $t_r=1.6\ \mu\text{s}$, $T_r=8\ \mu\text{s}$, 信干比SIR=-20 dB, 脉压后SNR=20 dB, 干扰门限因子 $\rho=1.2$ 。在 $M=10$ 和 $M=20$ 时, 图6给出了本文算法分段脉冲压缩脉内积累后输出结果, 图7给出了文献[12]算法抗干扰效果。

从图6可以看出, 对于两种转发干扰, $M=10$ 和 $M=20$ 都可以起到很好的抗干扰效果, 目标信号

幅度均大于干扰信号幅度, 其中干扰带由子段之间频谱泄漏造成, 栅瓣由离散采样造成。对于重复转发干扰, $M=20$ 的抗干扰效果要比 $M=10$ 明显, 这是由于干扰抑制时 $M=20$ 比 $M=10$ 剩余更多有用信号。

对比图6(c)和图7(a)可以看出, 在对抗直接转发干扰时, 文献[12]可以更为干净地滤除干扰, 本文算法略差, 但都可以在目标位置形成尖峰, 且输出SINR较为接近; 对比图6(d)和图7(b)可以看出, 在对抗重复转发干扰时, 文献[12]目标淹没于干扰及噪声中, 而本文算法旨在频域提取无采样信号段, 较文献[12]算法优势明显。

4.3 仿真分析3

雷达发射信号参数和干扰机参数不变, 干扰机

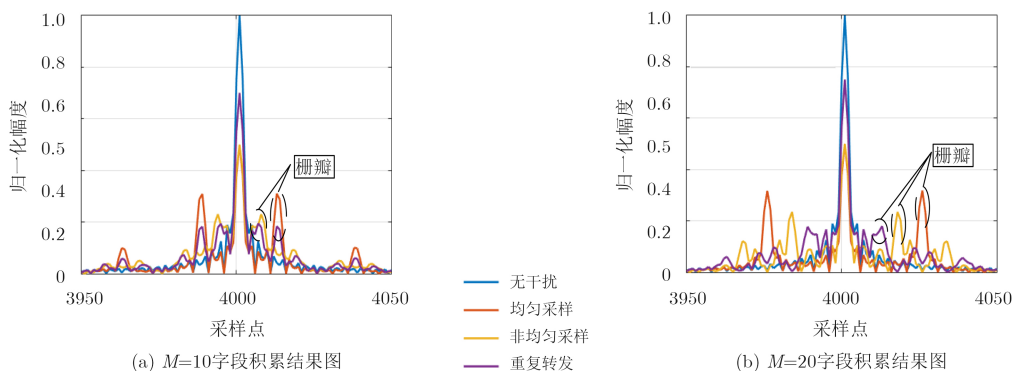


图5 不同分段干扰抑制后剩余子段积累结果图

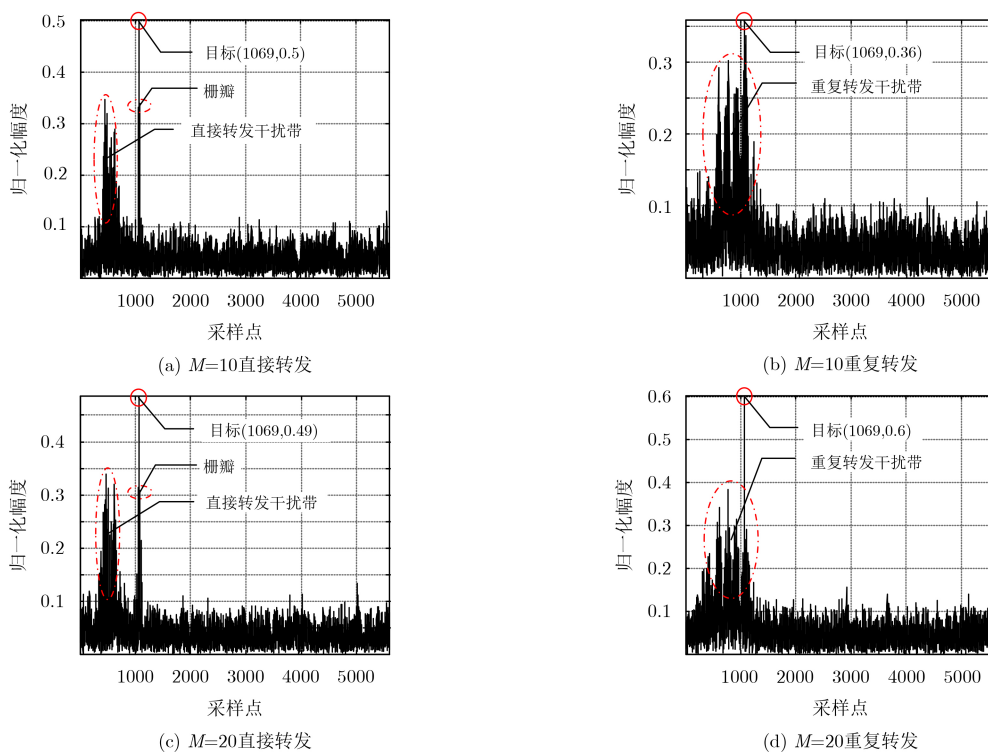


图6 $M=10$ 和 $M=20$ 本文算法单干扰机分段脉冲压缩抗干扰效果

个数由单干扰机变成两干扰机，干扰机采用直接转发+重复转发，分别在两干扰机同步和非同步下采样LFM信号，距离上相差400 m，分段脉冲压缩脉内积累后输出结果如图8所示。

对比图8(a)和图8(b)，可以看出分段脉冲压缩对两干扰机有一定的抗干扰效果，其中非同步两干扰机抗干扰效果明显比同步两干扰机效果要差，这是由于非同步两干扰机组合采样，得到更多LFM信号，从而造成干扰抑制后脉冲压缩损失加大。因此需要将LFM信号分段更细，且需在脉间进行相参积累。

4.4 仿真分析4

对实验3的两干扰机非同步采样情况，进行脉间相参积累处理，分析抗干扰效果。假设脉冲重复周期 $T_c=1$ ms，在16个脉冲周期作2维检测，在距离维相参积累。由于干扰在每个PRI不能同步，干扰抑制时，剩余子段信号在每个PRI不一致，真实目标回波信号在目标位置可以得到积累，而干扰和栅瓣不能得到积累。分别令 $M=10$ 和 $M=20$ ，非同步直接转发+重复转发的相参积累抗干扰效果如图9所示。

从图9可以看出，干扰和栅瓣都得到很好的抑制， $M=20$ 比 $M=10$ 的抗干扰效果好，SINR提高约2.2 dB，干扰带分布较宽但幅度减小，这是由于

M 越大，子段信号越多，干扰抑制后有用信号剩余越多，但 M 越大，并行支路越多，系统越复杂。对于更多干扰机场景，干扰机之间对LFM信号互补采样，但要LFM全程采样是极小概率事件，因此可以对LFM信号分更多子段脉冲压缩，选取没有干扰或者干扰较小的脉冲压缩段，在脉内和脉间积累，提高SINR，从而达到检测要求。

4.5 仿真分析5

分别在无干扰和存在干扰(仿真条件和4.4节一致)条件下，子段数 M 从4到40步进，每个 M 值做100次蒙特卡罗实验，输出SINR均值曲线如图10所示。理论脉冲压缩后输出SNR为： $20\text{ dB}+10\lg N_{\text{PRI}}$ ，其中，20 dB为输入SNR(脉冲压缩后)， N_{PRI} 为PRI数， $10\lg N_{\text{PRI}}$ 为不同PRI相参积累增益， $N_{\text{PRI}}=16$ 代入，理论脉冲压缩后输出SNR为32.04 dB。从图中可以看出，分段数 M 从4到40步进，无干扰时，输出SINR即输出SNR，输出SNR基本恒定在32 dB附近；存在干扰时，输出SINR随着 M 的增大而增加，即抗干扰效果提升。因此， M 越大，子段间掩护效果越好，干扰信号和目标回波的分辨力越高，抗干扰效果越好，与3.2节分析一致。相对无干扰时，本文方法在双干扰机联合采样下损失约12 dB左右增益，损失增益由2部分组成，(1)干扰抑制时干扰采样段信号被滤除，目标回波失去此部分信号

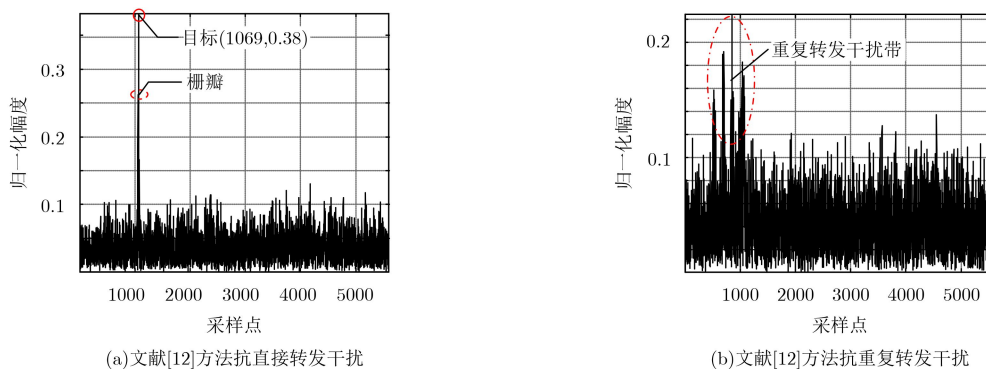


图7 文献[12]算法单干扰机抗干扰效果

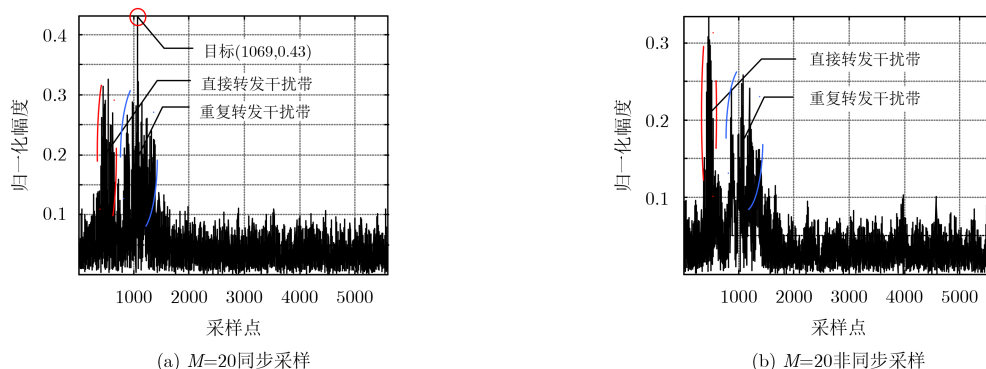


图8 两干扰机分段脉压效果图

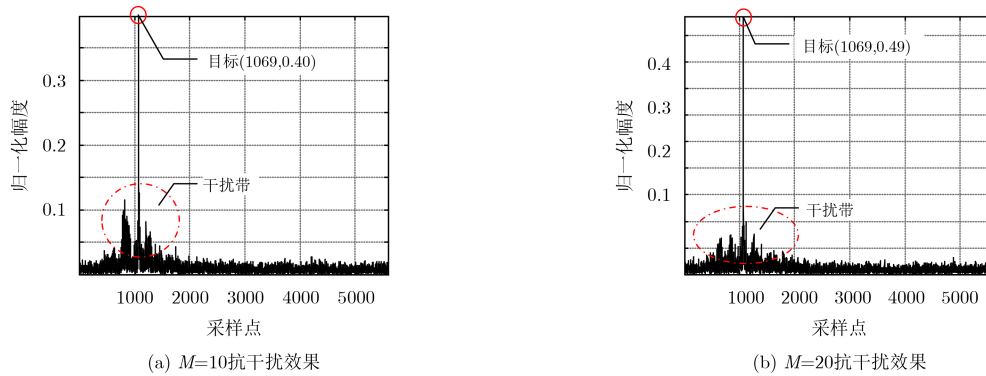


图9 两干扰机非同步采样脉间相参积累分段脉冲压缩抗干扰效果图

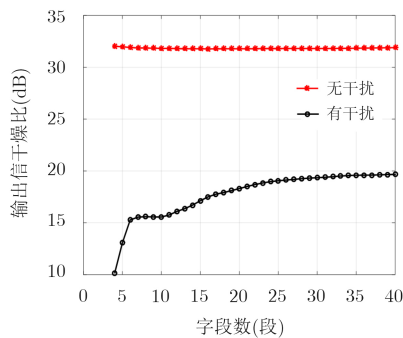


图10 不同M值输出SINR图

增益；(2)干扰抑制后，存在干扰残余和栅瓣，虽脉间相参积累有一定抑制效果，但不可避免的带来信噪比降低(相对无干扰)。

5 结论

本文提出了一种基于分段脉冲压缩的抗间歇采样干扰方法，利用了波形掩护和正交的思想，通过信号时延分段形成滤波器组对干扰和目标进行分选，滤除干扰后在脉内和脉间积累，不仅可以在无干扰情况下正常检测，也可以有效对抗多干扰机情况下间歇采样不同干扰样式的组合，虽在单个PRI存在干扰残余带和栅瓣，但经脉间相参积累后，影响较小。

参考文献

- [1] YANG Jing, GUO Xiaoxu, and LI Yunjie. Design of a novel DRFM jamming system based on AFB-SFB[C]. Proceedings of 2013 IET International Radar Conference, Xi'an, China, 2013: 1-5.
- [2] 张鹏程, 王杰贵. 基于DRFM的间歇采样预测转发干扰分析[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(4): 795-801. doi: [10.3969/j.issn.1001-506x.2015.04.12](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506x.2015.04.12).
ZHANG Pengcheng and WANG Jiegui. Jamming technique of intermittent-sampling predictive repeater based on DRFM[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 37(4): 795-801. doi: [10.3969/j.issn.1001-506x.2015.04.12](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506x.2015.04.12).
- [3] 王雪松, 肖顺平, 冯德军, 等. 现代雷达电子战系统建模与仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010: 131-139.
WANG Xuesong, XIAO Shunping, FENG Dejun, *et al.* Modeling and Simulation of Modern Radar and Electronic Warfare Systems[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010: 131-139.
- [4] AKHTAR J. Orthogonal block coded ECCM schemes against repeat radar jammers[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(3): 1218-1226. doi: [10.1109/TAES.2009.5259195](https://doi.org/10.1109/TAES.2009.5259195).
- [5] 张劲东, 李晟, 朱晓华. 基于波形分集的雷达抗欺骗干扰[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(2): 138-142. doi: [10.3969/j.issn.1004-9037.2010.02.002](https://doi.org/10.3969/j.issn.1004-9037.2010.02.002).
ZHANG Jindong, LI Sheng, and ZHU Xiaohua. Approach of radar against deception jamming based on waveform diversity[J]. *Journal of Data Acquisition & Processing*, 2010, 25(2): 138-142. doi: [10.3969/j.issn.1004-9037.2010.02.002](https://doi.org/10.3969/j.issn.1004-9037.2010.02.002).
- [6] 金珊珊, 王春阳, 邱程, 等. 对抗应答式干扰的射频掩护脉冲设计[J]. 中国电子科学研究院学报, 2014, 9(4): 377-381. doi: [10.3969/j.issn.1673-5692.2014.04.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-5692.2014.04.010).
JIN Shanshan, WANG Chunyang, QIU Cheng, *et al.* Design of RF protecting signal for transponder jamming suppression[J]. *Journal of CAEIT*, 2014, 9(4): 377-381. doi: [10.3969/j.issn.1673-5692.2014.04.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-5692.2014.04.010).
- [7] LI Yuntao, JIA Xin, CHEN Yongguang, *et al.* Frequency agility MIMO-SAR imaging and Anti-deception jamming performance[C]. Proceedings of the 31th URSI General Assembly and Scientific Symposium, Beijing, 2014: 1-4.
- [8] GUO T and QIU R. OFDM waveform design compromising spectral nulling, side-lobe suppression and range resolution[C]. Proceedings of 2014 IEEE Radar Conference, Cincinnati, USA, 2014: 1424-1429.
- [9] 刘忠, 刘建成, 王雪松, 等. 间歇采样转发干扰信号分析[J]. 电子对抗, 2007(6): 19-23. doi: [10.3969/j.issn.1674-2230.2007.06.006](https://doi.org/10.3969/j.issn.1674-2230.2007.06.006).
LIU Zhong, LIU Jiancheng, WANG Xuesong, *et al.* Analysis

- on interrupted-sampling repeater jamming signal[J]. *Electronic Warfare*, 2007(6): 19–23. doi: [10.3969/j.issn.1674-2230.2007.06.006](https://doi.org/10.3969/j.issn.1674-2230.2007.06.006).
- [10] 张煜, 杨绍全. 对线性调频雷达的卷积干扰技术[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(6): 1408–1411.
ZHANG Yu and YANG Shaoquan. Convolution jamming technique countering LFM radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(6): 1408–1411.
- [11] 周畅, 汤子跃, 余方利, 等. 基于脉内正交的抗间歇采样转发干扰方法[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(2): 269–275. doi: [10.3969/j.issn.1001-506x.2017.02.06](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506x.2017.02.06).
ZHOU Chang, TANG Ziyue, YU Fangli, et al. Anti intermittent sampling repeater jamming method based on intrapulse orthogonality[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2017, 39(2): 269–275. doi: [10.3969/j.issn.1001-506x.2017.02.06](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506x.2017.02.06).
- [12] 杨少奇, 田波, 周瑞钊. 利用时频分析的间歇采样干扰对抗方法[J]. 信号处理, 2016, 32(10): 1244–1251. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2016.10.14](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2016.10.14).
YANG Shaoqi, TIAN Bo, and ZHOU Ruizhao. ECCM against interrupted sampling repeater jamming based on time-frequency analysis[J]. *Journal of Signal Processing*, 2016, 32(10): 1244–1251. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2016.10.14](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2016.10.14).
- [13] 毛二可, 范花玉. 合成宽带脉冲多普勒雷达[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(12): 2717–2724. doi: [10.3969/j.issn.1001-506x.2016.12.06](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506x.2016.12.06).
MAO Erke and FAN Huayu. Synthetic wideband pulse doppler radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2016, 38(12): 2717–2724. doi: [10.3969/j.issn.1001-506x.2016.12.06](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506x.2016.12.06).
- [14] SHI Shuzhu, ZHAO Zhengyu, and LIU Jingnan. Comparison of radar waveforms combining pseudo-random binary phase coding and chirp modulation for an high-frequency monostatic radar[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2016, 10(5): 935–944.
- [15] 王杰贵, 张鹏程. 对线性调频脉冲压缩雷达的多载波调制转发干扰[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(11): 2727–2734. doi: [10.11999/JEIT150193](https://doi.org/10.11999/JEIT150193).
WANG Jiegui and ZHANG Pengcheng. Multi-carrier modulation repeater jamming against linear frequency modulated pulse-compression Radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(11): 2727–2734. doi: [10.11999/JEIT150193](https://doi.org/10.11999/JEIT150193).
- [16] 张养瑞, 李云杰, 李曼玲, 等. 间歇采样非均匀重复转发实现多假目标压制干扰[J]. 电子学报, 2016, 44(1): 46–53. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2016.01.008](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2112.2016.01.008).
ZHANG Yangrui, LI Yunjie, LI Manling, et al. Suppress jamming technique of multiple false targets on interrupted-sampling and Non-uniform periodic repeater[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2016, 44(1): 46–53. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2016.01.008](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2112.2016.01.008).
- [17] 方翠翠. 超高速运动目标相参积累检测技术研究[D]. [硕士论文], 南京理工大学, 2015.
FANG Cuicui. Research on coherent detection of Ultra high-speed moving targets[D]. [Master dissertation], Nanjing University of Science & Technology, 2015.
- 张建中: 男, 1985年生, 博士生, 研究方向为雷达电子对抗, 波形设计, 阵列信号处理.
穆贺强: 男, 1967年生, 研究员, 主要研究方向为雷达总体设计, 雷达电子对抗, 雷达信号处理.
文树梁: 男, 1971年生, 研究员, 博士生导师, 主要研究方向为雷达总体设计, 雷达信号处理.